

Phase-noise waveform quality measuring device e.g. for analyzing clock signal, determines instantaneous phase of signal and removes linear phase to obtain phase-noise waveform

Patent number: DE10114410

Publication date: 2001-10-31

Inventor: YAMAGUCHI TAKAHIRO [JP]; SOMA MANI [US];
ISHIDA MASAHIRO [JP]

Applicant: ADVANTEST CORP [JP]; SOMA MANI [US]

Classification:

- international: G01R29/02

- european: G01R29/26

Application number: DE20011014410 20010323

Priority number(s): US20000538186 20000329

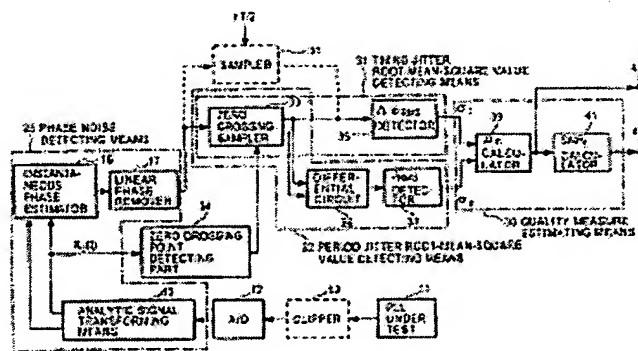
Also published as:

US 6735538 (B1)

J P2001337121 (A)

Abstract of DE10114410

The device includes an analysis signal transformation device for transforming an input signal into a complex analysis signal. An instantaneous phase estimator determines the instantaneous phase of the analysis signal. A linear phase removal device removes the linear phase from the instantaneous phase of the analysis signal to obtain a phase-noise waveform. A quality measurement estimator determines a measure of quality of the phase-noise waveform. An Independent claim is included for a method of measuring the quality of a phase-noise waveform.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide



(19) BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

(12) Offenlegungsschrift
(10) DE 101 14 410 A 1

(51) Int. Cl.⁷:
G 01 R 29/02

(21) Aktenzeichen: 101 14 410.5
(22) Anmeldetag: 23. 3. 2001
(43) Offenlegungstag: 31. 10. 2001

(30) Unionspriorität:
538186 29. 03. 2000 US
(11) Anmelder:
Advantest Corp., Tokio/Tokyo, JP; Soma, Mani,
Seattle, Wash., US
(74) Vertreter:
Hoffmann, E., Dipl.-Ing., Pat.-Anw., 82166
Gräfelfing

(72) Erfinder:
Yamaguchi, Takahiro, Tokio/Tokyo, JP; Soma, Mani,
Seattle, Wash., US; Ishida, Masahiro, Tokio/Tokyo,
JP

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

(54) Vorrichtung und Verfahren zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform

(57) Ein Taktignal $x_c(t)$, das in ein digitales Signal umgesetzt wurde, wird in ein komplexes analytisches Signal $z_c(t)$ transformiert, und die Momentanphase Θ von $z_c(t)$ wird geschätzt. Eine Linearphase wird aus Θ entfernt, um eine Phasenrausch-Wellenform $\Delta\Phi(t)$ zu ermitteln. $\Delta\Phi(t)$ wird mit einer Zeitlage nahe einer Nulldurchgangszeitlage von $x_c(t)$ abgetastet, um die $\Delta\Phi(t)$ -Abtastung zu entnehmen. Der quadratische Mittelwert σ_t der $\Delta\Phi(t)$ -Abtastwerte wird ermittelt, und es wird außerdem eine Differenzwellenform der entnommenen $\Delta\Phi(t)$ -Abtastwerte ermittelt, um einen Periodenjitter J_p zu ermitteln. Dann wird der quadratische Mittelwert σ_p von J_p ermittelt, um einen Korrelationskoeffizienten $\rho_{tt} = 1 - (\sigma_p^2/(2\sigma_t^2))$ zu berechnen. Falls erforderlich, wird ein $SNR_t = \rho_{tt}^2/(1 - \rho_{tt}^2)$ ermittelt. ρ_{tt} und/oder der SNR_t wird als Qualitätsmaß des Taktsignals definiert.

DE 101 14 410 A 1

DE 101 14 410 A 1

Beschreibung

HINTERGRUND DER ERFINDUNG

- 5 [0001] Die vorliegende Erfindung betrifft eine Vorrichtung und ein Verfahren zum Messen eines Qualitätsmaßes eines Taktsignals, das beispielsweise einen Mikroprozessor treibt.
- [0002] Jitter wird herkömmlich als Maß zum Abschätzen der Qualität eines Taktsignals eines Mikroprozessors verwendet.
- 10 [0003] Es gibt übrigens zwei Arten von Jitter, d. h. einen Periodenjitter und einen Zeitlagejitter. Wie in Fig. 1A gezeigt, ist bei einem jitterfreien idealen Taktignal beispielsweise das Intervall T_{int} zwischen benachbarten Anstiegspunkten konstant, wie durch eine gestrichelte Wellenform angegeben, und in diesem Fall ist der Periodenjitter Null. Bei einem tatsächlichen Taktignal fluktuiert die Anstiegsflanke von einem Pfeil zur vorderen Seite oder zur hinteren Seite hin, d. h., das Intervall T_{int} zwischen benachbarten Anstiegspunkten fluktuiert, und diese Fluktuation des Intervalls ist ein Periodenjitter. Beispielsweise im Fall einer Sinuswelle, die keine rechteckige Wellenform wie ein Taktignal aufweist, ist die Fluktuation des Intervalls T_{int} zwischen Nulldurchgangspunkten ebenfalls ein Periodenjitter.
- 15 [0004] Wie in Fig. 1B gezeigt, ist, wenn von einer jitterfreien Rechteckwellenform angenommen wird, daß sie die gestrichelte Wellenform ist, die Breite $\Delta\phi$ der Abweichung eines tatsächlichen Anstiegspunkts (durchgezogene Linie) von einem normalen Anstiegspunkt (gestrichelte Linie) ein Zeitlagejitter im Fall einer Jitter enthaltenden Rechteckwellenform.
- 20 [0005] Eine herkömmliche Messung von Periodenjitter wird durch einen Zeitintervallanalysator ausgeführt (nachstehend wird dieses Meßverfahren als Zeitintervallverfahren oder TIA-Verfahren bezeichnet). Dies ist gezeigt in "Phase Digitizing Sharpens Timing Measurements" von David Chu, IEEE Spectrum, Seiten 28–32, 1988, und "Time Domain Analysis and Its Practical Application to the Measurement of Phase Noise and Jitter" von Lee D. Cosart et al., IEEE Trans. Meas., Band 46, Seiten 1016–1019, 1997. Dieses Zeitintervallverfahren ist ein Verfahren, bei dem Nulldurchgangspunkte eines im Test befindlichen Signals gezählt werden, die verstrichene Zeit gemessen wird und die Zeitfluktuation zwischen Nulldurchgangspunkten ermittelt wird, um den Periodenjitter zu ermitteln. Außerdem wird der quadratische Mittelwert des Periodenjitters ermittelt.
- 25 [0006] Als herkömmliche Zeitlagejittermessung gibt es ein Verfahren, bei dem ein Zeitlagejitter durch Messen eines Phasenrausch-Spektrums im Frequenzbereich gemessen wird, und jene Spektren werden summiert, um einen quadratischen Mittelwert von Zeitlagejittern zu schätzen.
- 30 [0007] Die Erfinder der vorliegenden Erfindung haben ein Verfahren zur Messung von Jitter vorgeschlagen, wie es nachstehend in einem Artikel mit dem Titel "An Application of An Instantaneous Phase Estimating Method to A Jitter Measurement" in einem technischen Report "Probo", Seiten 9–16, herausgegeben von Probo Editorial Room of ADVANTEST CORPORATION, 12. November 1999, beschrieben ist. Das heißt, wie in Fig. 2 gezeigt, wird eine analoge Taktsignalwellenform von einer im Test befindlichen PLL-Schaltung (Phase locked loop) 11 von einem Analog/Digital-Umsetzer 12 in ein digitales Taktignal $x_c(t)$ umgesetzt, und das digitale Taktignal $x_c(t)$ wird an einen als Analytiksignaltransformationssanordnung 13 dienenden Hilbert-Paar-Generator 14 geliefert, in dem das digitale Taktignal $x_c(t)$ in ein analytisches Signal $z_c(t)$ transformiert wird.
- 35 [0008] Ein Taktignal $x_c(t)$ ist nun wie folgt definiert.

$$x_c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t))$$

A_c und f_c sind Nominalwerte der Amplitude bzw. der Frequenz des Taktsignals, θ_c ist ein Anfangsphasenwinkel, und $\Delta\phi(t)$ ist eine Phasenfluktuation, die als Phasenrauschen bezeichnet wird.

- 40 [0009] Das Taktignal $x_c(t)$ wird von einem Hilbert-Transförmator 15 in dem Hilbert-Paar-Generator 14 Hilbert-transformiert, um die folgende Gleichung zu erhalten.

$$\hat{x}(t) = H[x_c(t)] = A_c \sin(2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t))$$

- 45 [0010] Dann wird ein analytisches Signal $z_c(t)$ mit $x_c(t)$ und $\hat{x}_c(t)$ als Realteil bzw. Imaginärteil wie folgt ermittelt.

$$\begin{aligned} z_c(t) &= x_c(t) + j \hat{x}_c(t) \\ &= A_c \cos(2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)) + j A_c \sin(2\pi f_c t + \Delta\phi(t)) \end{aligned}$$

- 50 [0011] Aus diesem analytischen Signal $z_c(t)$ kann eine Momentanphase $\Theta(t)$ des Taktsignals $x_c(t)$ durch eine Momentanphasenschätzfunktion 16 wie folgt geschätzt werden.

$$\Theta(T) = [2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)] \bmod 2\pi$$

- 55 [0012] Eine Linearphase wird aus dieser Momentanphase $\Theta(t)$ von einem Linearphasenentferner 17 entfernt, um eine Phasenrausch-Wellenform $\Delta\phi(t)$ zu ermitteln. D. h., in dem Linearphasenentferner 17 wendet ein Dauerphasenumsetzteil 18 ein Phasenabwicklungsverfahren auf die Momentanphase $\Theta(t)$ an, um eine Dauerphase $\theta(t)$ wie folgt zu ermitteln.

$$\theta(t) = 2\pi f_c t + \theta_c + \Delta\phi(t)$$

- 60 [0013] Das Phasenabwicklungsverfahren ist gezeigt in "A New Phase Unwrapping Algorithm" von José M. Tribolet, IEEE Trans. Acoustic., Speech, Signal Processing, Band ASSP-25, Seiten 170–177, 1977 und in "On Frequency-Domain and Time-Domain Phase Unwrapping" von Kuno P. Zimmermann, Proc. IEEE Band 75, Seiten 519–520, 1987.

DE 101 14 410 A 1

[0013] Die Linearphase $[2\pi f_{c,t} t + \theta_c]$ der Dauerphase $\theta(t)$ wird von einer Linearpaschenauswertefunktion 19 unter Verwendung eines Lineartrendsätzverfahrens geschätzt. Diese geschätzte Linearphase $[2\pi f_{c,t} t + \theta_c]$ wird durch einen Subtrahierer 21 von der Dauerphase $\theta(t)$ subtrahiert, um den variablen Term $\Delta\phi(t)$ der Momentanphase $\Theta(t)$, d. h. die Phasenrausch-Wellenform, wie folgt zu ermitteln.

$$\theta(t) = \Delta\phi(t)$$

[0014] Die so ermittelte Phasenrausch-Wellenform $\Delta\phi(t)$ wird in einen Spalte-Spitze-Detektor 22 eingegeben; in dem die Differenz zwischen dem Maximum-Spitzenwert $\max(\Delta\phi(k))$ und dem Minimum-Spitzenwert $\min(\Delta\phi(l))$ von $\Delta\phi(t)$ berechnet wird, um einen Spitzenwert $\Delta\phi_{pp}$ der Zeitlagejitter wie folgt zu ermitteln.

$$\Delta\phi_{pp} = \max_k (\Delta\phi(k)) - \min_l (\Delta\phi(l))$$

[0015] Außerdem wird die Phasenrausch-Wellenform $\Delta\phi(t)$ in einen Detektor 23 für den quadratischen Mittelwert eingegeben, in dem der quadratische Mittelwert der Phasenrausch-Wellenform $\Delta\phi(t)$ unter Verwendung der folgenden Gleichung berechnet wird, um den quadratischen Mittelwert $\Delta\phi_{RMS}$ der Zeitlagejitter zu ermitteln.

$$\Delta\phi_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta\phi^2(k)}$$

[0016] Ein Verfahren, um auf diese Weise einen Spitzenwert von Zeitlagejittern und/oder einen quadratischen Mittelwert von Zeitlagejittern aus der Phasenrausch-Wellenform $\Delta\phi(t)$ zu ermitteln, wird als $\Delta\phi$ -Verfahren bezeichnet. Bei dem $\Delta\phi$ -Verfahren kann eine Jittermessung in einer Testzeit in der Größenordnung von 100 ms ausgeführt werden, da die Meßpunkte nicht auf Nulldurchgangspunkte beschränkt sind. In Fig. 2 bilden die Analytiksignaltransformationsanordnung 13, die Momentanphasenschätzfunktion 16 und der Linearpasenentferner 17 eine Phasenrausch-Erfassungsanordnung 25.

[0017] Im Fall eines Jitters, bei dem jede Anstiegsflanke eines Taktsignals in der gleichen Richtung in einem im wesentlichen gleichen Ausmaß fluktuiert, wird ein von diesem Taktignal getriebener Mikroprozessor nicht zu stark von dem Jitter beeinflußt. Bei einem Design einer PLL-Schaltung, die ein Taktignal erzeugt, ist ein Korrelationskoeffizient zwischen den Anstiegsflanken des Taktsignals wichtig. Der Korrelationskoeffizient nimmt einen Wert von -1 bis +1 an. Wenn beispielsweise dieser Wert 0,6 ist, ist ersichtlich, daß die PLL-Schaltung Raum für eine Verbesserung des Korrelationskoeffizienten um 0,4 besitzt. Es kann angenommen werden, daß eine Fluktuation zwischen benachbarten Anstiegsflanken eines Taktsignals aus einer linearen Fluktuation (Signal), bei der die Fluktuation einer nachfolgenden Anstiegsflanke von der Fluktuation einer unmittelbar vorhergehenden Anstiegsflanke abhängt, und einer Fluktuation (Rauschen) besteht, bei der die Fluktuation einer nachfolgenden Anstiegsflanke keinen Bezug zur Fluktuation der unmittelbar vorhergehenden Anstiegsflanke aufweist, wobei ein Rauschabstand einer Fluktuation einer Anstiegsflanke definiert werden kann. Ein derartiger Korrelationskoeffizient oder ein Rauschabstand kann korrekter, als es ein quadratischer Mittelwert von Periodenjittern oder ein quadratischer Mittelwert von Zeitlagejittern kann, klarstellen, ob beispielsweise eine PLL-Schaltung im Leistungsbereich nahe ihrer theoretischen Grenze arbeitet oder nicht. Wenn außerdem ein derartiger Korrelationskoeffizient oder ein derartiges Signal-Rauschverhältnis gemessen werden kann, sind sie effektiv für einen Test einer PLL-Schaltung oder ähnlichem. Es wurde jedoch bis zum heutigen Tag noch kein Verfahren zum Messen eines derartigen Korrelationskoeffizienten oder eines Rauschabstands zwischen Nulldurchgängen eines Signals, nämlich ein Qualitätsmaß einer Phasenrausch-Wellenform, vorgeschlagen.

[0018] Es ist eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung, eine Vorrichtung und ein Verfahren zu schaffen, die ein Qualitätsmaß einer Phasenrausch-Wellenform messen können.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0019] Gemäß einem Verfahren der vorliegenden Erfindung wird ein Eingangssignal in ein komplexes analytisches Signal transformiert, und eine Momentanphase des analytischen Signals wird ermittelt. Eine Linearphase wird aus der Momentanphase entfernt, um eine Phasenrausch-Wellenform zu ermitteln, und ein Korrelationskoeffizient und/oder ein Rauschabstand der Phasenrausch-Wellenform, d. h. ein Qualitätsmaß der Phasenrausch-Wellenform, wird aus der Phasenrausch-Wellenform ermittelt. D. h., erfindungsgemäß wird ein Qualitätsmaß durch das vorgenannte $\Delta\phi$ -Verfahren ermittelt.

[0020] Ein Rauschabstand wird aus dem Korrelationskoeffizienten ermittelt. Nachstehend wird ein Prinzip zum Ermitteln eines Korrelationskoeffizienten und außerdem zum Ermitteln eines Rauschabstands aus dem Korrelationskoeffizienten erläutert.

[0021] Ein Korrelationskoeffizient $\rho_{tt}(T)$ zwischen benachbarten Nulldurchgangspunkten nT und $(n+1)T$ eines Momentanzeitlagejitters $\{\Delta\phi(nT)\}$ (T ist die Periode des Taktsignals) wird wie folgt ermittelt.

[0022] Ein Periodenjitter J_p wird aus der Differenz zwischen zwei Zeitlagejittern $\Delta\phi(nT)$ und $\Delta\phi((n+1)T)$ eines Eingangssignals, die jeweils einen Abstand von einer Periode T voneinander aufweisen, ermittelt. Die Varianz $\sigma_p^2(T)$ dieses Periodenjitters J_p wird durch die folgende Gleichung als Erwartungswert des Periodenjitters J_p ermittelt.

$$\begin{aligned}\sigma_p^2(T) &= E\{\{\Delta\phi((n+1)T) - \Delta\phi(T)\}^2\} \\ &= E\{\{\Delta\phi((n+1)T)\}^2\} - 2E(\Delta\phi((n+1)T)\Delta\phi(T)) + E\{\{\Delta\phi(T)\}^2\} \\ &= \sigma_t^2 - 2 \frac{E(\Delta\phi((n+1)T)\Delta\phi(T))}{\sigma_t\sigma_t} \sigma_t\sigma_t + \sigma_t^2\end{aligned}$$

[0023] In diesem Fall ist σ_t^2 die Varianz von Zeitlagejitter $\Delta\phi(T)$.

[0024] Aus den Gleichungen (7-6) und (7-8) auf Seite 150 von "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes" von A. Papoulis, 2. Auflage, McGraw-Hill Book Company und aus der Tatsache, daß sowohl $\Delta\phi(nT)$ als auch $\Delta\phi((n+1)T)$ eine Abweichung von einem Mittelwert ist, ist

$$\frac{E(\Delta\phi((n+1)T)\Delta\phi(T))}{\sigma_t\sigma_t}$$

[0025] ein Korrelationskoeffizient ρ_{tt} zwischen $\Delta\phi(nT)$ und $\Delta\phi((n+1)T)$. Somit wird die folgende Gleichung ermittelt.

$$\sigma_p^2(T) = 2(1-\rho_{tt}(T)) \sigma_t^2(T) \quad (1)$$

[0025] Dies kann wie folgt umgeschrieben werden.

$$\rho_{tt}(T) = 1 - \frac{\sigma_p^2(T)}{2\sigma_t^2(T)} \quad (2)$$

[0026] In der obigen Gleichung ist $\sigma_p(T)$ der quadratische Mittelwert der Periodenjitter J_p , und $\sigma_t(T)$ ist der quadratische Mittelwert der Zeitlagejitter $\Delta\phi(T)$.

[0027] Alternativ kann aus der Definition eines Korrelationskoeffizienten ein Korrelationskoeffizient $\sigma_{tt}(T)$ durch die folgende Gleichung unter Verwendung von Zeitlagejitter $\{\Delta\phi(iT)\}$ ermittelt werden.

$$\rho_{tt}(T) = \frac{\sigma_{tt}}{\sigma_t\sigma_t} = \frac{\sum_i (\Delta\phi(iT) - \Delta\phi')(\Delta\phi((i+1)T) - \Delta\phi')}{\sum_i (\Delta\phi(iT) - \Delta\phi')^2} \quad (3)$$

$$= \frac{\sum_i \Delta\phi(iT)\Delta\phi((i+1)T) - \Delta\phi'^2}{\sum_i (\Delta\phi(iT) - \Delta\phi')^2} \quad (4)$$

[0028] In der obigen Gleichung ist $\Delta\phi'$ ein Mittelwert der $\Delta\phi(nT)$.

[0029] Des weiteren ist, da $\Delta\phi(iT)$ selbst eine Abweichung von der Linearität gemäß der Definition von Zeitlagejitter ist, $\Delta\phi'$ Null, und daher kann dies bei den Gleichungen (3) und (4) weggelassen werden. Außerdem kann, da $\Delta\phi'/\sigma_t$ ein kleiner Wert wie beispielsweise das aus einem Experiment ermittelte $\Delta\phi'/\sigma_t \approx 6/1000$ ist, $\Delta\phi'$ bei den Gleichungen (3) und (4) weggelassen werden.

[0030] Eine Zeitlagejittervarianz σ_{tt}^2 von $\Delta\phi((n+1)T)$, die bezüglich von Zeitlagejitter $\Delta\phi(nT)$ auf der Basis nur einer linearen Beziehung mit ihrer Fluktuation fluktuiert, kann durch die folgende Gleichung ausgedrückt werden.

$$\sigma_{tt}^2 = \rho_{tt}^2 \sigma_{t(n+1)}^2 \quad (5)$$

[0031] Eine Zeitlagejittervarianz $\sigma_{t,n}^2$ von $\Delta\phi((n+1)T)$, die bezüglich von Zeitlagejitter $\Delta\phi(nT)$ auf der Basis von anderen Störungen einschließlich einer nicht linearen Beziehung mit ihrer Fluktuation fluktuiert, kann durch die folgende Gleichung ausgedrückt werden.

$$\sigma_{t,n}^2 = (1 - \rho_{tt}^2) \sigma_{t(n+1)}^2 \quad (6)$$

[0032] Die Gleichungen (5) und (6) sind gezeigt in den Gleichungen (3.10) und (3.11) auf Seite 43–47 von "Engineering Applications of Correlation and Spectral Analysis" von J. S. Bendat & A. G. Piersol, John Wiley & Sons, 1980.

[0033] Aus den Gleichungen (5) und (6) kann ein Verhältnis einer linearen Fluktuation (Signalkomponente) von Zeitlagejitter $\{\Delta\phi((n+1)T)\}$ auf der Basis einer Fluktuation von $\Delta\phi(nT)$ zu einer nicht mit auf eine Fluktuation von $\Delta\phi(nT)$ bezogenen Fluktuation (Rauschen), d. h. ein Rauschabstand SNR_t , durch die folgende Gleichung ermittelt werden.

$$\text{SNR}_t = \frac{\sigma_{t,t}^2}{\sigma_{t,n}^2} = \frac{\rho_{tt}^2}{1 - \rho_{tt}^2} \quad (7)$$

[0034] Wenn die Zeitlagejittervarianz σ_t^2 groß ist, ist übrigens auch $1/\text{SNR}_t$ groß, und wenn die Zeitlagejittervarianz σ_t^2 klein ist, ist auch $1/\text{SNR}_t$ klein. D. h., σ_t ist proportional zu $1/\text{SNR}_t$. Somit kann, wenn σ_t^2 auf der rechten Seite der Gleichung (1) mit $1/\text{SNR}_t$ als Proportionalkoeffizient multipliziert wird, beide Seiten extrahiert werden und dann die beiden

Seiten durch T dividiert werden, die folgende Gleichung ermittelt werden.

$$\frac{\sigma_p}{T} \propto \sqrt{2(1-\rho_{tt})} \cdot \sqrt{\frac{\sigma_t^2}{\text{SNR}_t}} \quad (8)$$

[0035] Wie oben ausgeführt, kann durch Ermitteln einer Periodenjittervarianz σ_p und einer Zeitlagejittervarianz σ_t ein Korrelationskoeffizient ρ_{tt} von Zeitfagejitter, d. h. eine Phasenrausch-Wellenform $\Delta\phi(t)$, ermittelt werden. Außerdem kann aus den Gleichungen (3) und (4) unter Verwendung von Zeitlagejitter $\Delta\phi(nT)$ ein Korrelationskoeffizient ρ_{tt} ermittelt werden. Darüber hinaus kann aus der Gleichung (7) ein Rauschabstand SNR_t einer Phasenrausch-Wellenform $\Delta\phi(t)$ unter Verwendung des Korrelationskoeffizienten ρ_{tt} ermittelt werden.

[0036] Bei der vorliegenden Erfindung wird ein Qualitätsmaß wie beispielsweise ein Korrelationskoeffizient ρ_{tt} oder ein Rauschabstand SNR_t durch ein $\Delta\phi(t)$ verwendendes Verfahren ermittelt werden.

KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

- [0037] Fig. 1A ist ein Diagramm zum Erläutern von Periodenjitter;
- [0038] Fig. 1B ist ein Diagramm zum Erläutern von Zeitlagejitter;
- [0039] Fig. 2 ist ein Blockschaltbild, das eine Funktionskonfiguration einer Vorrichtung zum Messen eines Jitters auf der Basis des vorgeschlagenen $\Delta\phi$ -Verfahrens zeigt;
- [0040] Fig. 3 ist ein Blockschaltbild, das eine Funktionskonfiguration einer Ausführungsform einer Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes gemäß der vorliegenden Erfindung zeigt;
- [0041] Fig. 4 ist ein Diagramm, das eine Beziehung zwischen Nulldurchgangspunkten des Realteils $x_c(t)$, einer Phasenrausch-Wellenform und Periodenjittern eines Eingangssignals zeigt;
- [0042] Fig. 5 ist ein Blockschaltbild, das eine Funktionskonfiguration einer anderen Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt;
- [0043] Fig. 6 ist ein Blockschaltbild, das ein modifiziertes Beispiel einer Analytiksignaltransformationsanordnung 13 zeigt;
- [0044] Fig. 7 ist ein Blockschaltbild, das ein anderes modifiziertes Beispiel einer Analytiksignaltransformationenordnung 13 zeigt;
- [0045] Fig. 8 ist ein Graph, der experimentelle Ergebnisse zeigt; und
- [0046] Fig. 9 ist ein Diagramm, das deren numerische Werte zeigt.
- [0047] Fig. 10 ist ein Blockschaltbild, das einen Teil einer anderen Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zeigt.

AUSFÜHRLICHE BESCHREIBUNG DER BEVORZUGTEN AUSFÜHRUNGSFORMEN

[0048] Fig. 3 zeigt eine Ausführungsform der vorliegenden Erfindung. Teile in Fig. 3, die jenen von Fig. 2 entsprechen, sind mit den gleichen Bezugszahlen bezeichnet wie jene in Fig. 2. Bei der vorliegenden Erfindung wird ähnlich wie bei dem in Fig. 2 gezeigten Fall ein Eingangssignal von einer im Test befindlichen PLL-Schaltung 11 oder ähnlichem von einem A/D-Umsetzer 12 in ein digitales Signal umgesetzt. Dieses digitale Signal wird in eine Phasenrausch-Erfassungsanordnung 25 eingegeben, mit der eine Phasenrausch-Wellenform 44(t) aus ihm entnommen wird. Diese Phasenrausch-Wellenform $\Delta\phi(t)$ wird an eine Erfassungsanordnung 31 für den quadratischen Mittelwert von Zeitlagejitter und an eine Erfassungsanordnung 32 für den quadratischen Mittelwert von Periodenjitter geliefert. In der Erfassungsanordnung 31 für den quadratischen Mittelwert von Zeitlagejitter wird der quadratische Mittelwert $\Delta\phi_{\text{RMS}}$ der eingegebenen Phasenrausch-Wellenform $\Delta\phi(t)$ berechnet. In der Erfassungsanordnung 32 für den quadratischen Mittelwert von Periodenjitter wird der quadratische Mittelwert J_{RMS} der Periodenjitter J_p aus der eingegebenen Phasenrausch-Wellenform $\Delta\phi(t)$ berechnet.

[0049] In der Erfassungsanordnung 31 für den quadratischen Mittelwert von Zeitlagejitter und der Erfassungsanordnung 32 für den quadratischen Mittelwert von Periodenjitter wird, in diesem Beispiel, die Phasenrausch-Wellenform $\Delta\phi(t)$ von einem Nulldurchgangsabtaster 33 mit einer dem Nulldurchgangspunkt des Realteils $x_c(t)$ eines analytischen Signals $z_c(t)$ nächstmöglichen Zeitlage abgetastet.

[0050] D. h., eine Wellenform mit einem Realteil $x_c(t)$ eines analytischen Signals ist in Fig. 4A gezeigt, und ein Abtastpunkt (arithmetischer Verarbeitungspunkt), der einem Nulldurchgangspunkt der Anstiegs- oder Abfall-(Flanke) der Wellenform am nächsten ist, wird von einem Nulldurchgangserfassungsteil 34 erfasst. In Fig. 4A ist ein Punkt, der dem erfassten Nulldurchgangspunkt am nächsten liegt, mit einem Zeichen O bezeichnet. Dieser Punkt wird als approximierter Nulldurchgangspunkt bezeichnet. Wie in Fig. 4B gezeigt, wird der durch das Zeichen O bezeichnete Wert der Phasenrausch-Wellenform $\Delta\phi(t)$ von dem Nulldurchgangsabtaster 33 als Abtastwert an dem approximierten Nulldurchgangspunkt entnommen. Jeder der entnommenen Abtastwerte (erneut abgetastete Phasenrausch-Wellenform) ist ein Maß der Abweichung von einer idealen Zeitlage (Nulldurchgangspunkt) des Realteils $x_c(t)$ eines jitterfreien analytischen Signals. Bei den Abtastwerten von $\Delta\phi(t)$ ist, wenn die Differenz zwischen jedem Abtastwert und dessen unmittelbar vorhergehenden Abtastwert ermittelt wird, diese Differenz die Fluktuation zwischen Nulldurchgängen, d. h. ein Periodenjitter J_p . Ein Periodenjitter J_p kann aus dem n-ten Abtastwert $\Delta\phi_n$ und dem (n + 1)-ten Abtastwert $\Delta\phi_{n+1}$ von $\Delta\phi(t)$ in Fig. 4B als $J_p = \Delta\phi_{n+1} - \Delta\phi_n$ ermittelt werden. Das so ermittelte J_p ist in Fig. 4C gezeigt.

[0051] Ein Verfahren zur Erfassung eines approximierten Nulldurchgangspunkts in dem Nulldurchgangspunkterfassungsteil 34 wird erläutert. Der Maximumwert einer Wellenform mit einem eingegebenen Realteil $x_c(t)$ wird als 100%-Pegel definiert, und der Minimumwert wird als 0%-Pegel definiert, um einen 50%-Pegel V (50%) aus der Differenz zw.

schen dem 100%-Pegel und dem 0%-Pegel als Nulldurchgangspiegel zu berechnen. Die Differenz zwischen einem Abtastwert und dem 50%-Pegel V (50%) und die Differenz zwischen dessen benachbartem Abtastwert und dem 50%-Pegel V (50%), d. h. $(x_c(j-1)-V(50\%))$ und $(x_c(j)-V(50\%))$, werden berechnet, und des weiteren wird das Produkt aus jenen Differenzwerten $(x_c(j-1)-V(50\%)) \times (x_c(j)-V(50\%))$ berechnet. Wenn $x_c(t)$ den 50%-Pegel kreuzt, d. h. den Nullpegel, ändert sich das Vorzeichen von dessen Abtastwert $x_c(j-1)-V(50\%)$ oder $x_c(j)-V(50\%)$ von negativ zu positiv oder von positiv zu negativ. Daher wird, wenn das Produkt negativ ist, erfaßt, daß $x(t)$ den Nullpegel passiert hat, und es wird ein Zeitpunkt $j-1$ oder j , zu dem ein kleinerer Absolutwert des Abtastwerts $x_c(j-1)$ oder $x_c(j)$ erfaßt wird, als approximierter Nulldurchgangspunkt ermittelt.

[0052] Die erneut abgetastete Phasenrausch-Wellenform von dem Nulldurchgangsabtaster 33 wird in einen $\Delta\phi_{RMS}$ (quadratischer Mittelwert)-Detektor 35 eingegeben, in dem deren quadratischer Mittelwert durch die folgende Gleichung berechnet wird, um den quadratischen Mittelwert $\Delta\phi_{RMS}$ von Zeitlagejitter zu ermitteln, d. h. σ_t .

$$\Delta\phi_{RMS} = \sigma_t = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \Delta\phi^2(nT)}$$

[0053] Außerdem wird in der Erfassungsanordnung 32 für den quadratischen Mittelwert von Periodenjitter bezüglich der Abtastwerte aus dem Nulldurchgangsabtaster 33 der Reihe nach die Differenz zwischen jedem Abtastwert und dessen unmittelbar vorhergehendem Abtastwert durch die Differenzbildungsschaltung 36 ermittelt, um einen Periodenjitter J_p zu ermitteln. Bezüglich einer Serie von ermittelten Periodenjittern J_p wird der quadratische Mittelwert durch einen J_{RMS} (quadratischer Mittelwert)-Detektor 37 berechnet. D. h., eine Differenzwellenform einer erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform aus dem Nulldurchgangsabtaster 33 wird von der Differenzbildungsschaltung 36 berechnet, und die Differenzphasenrausch-Wellenform wird an den Detektor 37 für den quadratischen Mittelwert geliefert, in dem die folgende Gleichung berechnet wird.

$$J_{RMS} = \sigma_p = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} J_p^2(n)}$$

[0054] Auf diese Weise kann der quadratische Mittelwert J_{RMS} von Periodenjitter, d. h. eine Periodenjittervarianz σ_p ermittelt werden.

[0055] Der quadratische Mittelwert $\Delta\phi_{RMS}$ von Zeitlagejitter (Zeitlagejittervarianz σ_t) und der quadratische Mittelwert J_{RMS} des Periodenjitters (Periodenjittervarianz σ_p), die wie oben erläutert ermittelt wurden, werden in eine Qualitätsmaßschätzanzordnung 38 eingegeben. In der Qualitätsmaßschätzanzordnung 38 wird die Gleichung (2) auf der Basis von σ_t und σ_p vom Korrelationskoeffizienten (ρ_{tt})-Berechner 39 berechnet, um einen Korrelationskoeffizienten ρ_{tt} zu ermitteln. In diesem Beispiel wird dieser Korrelationskoeffizient ρ_{tt} in einen Rauschabstand (SNR_t)-Berechner 41 eingegeben, durch den die Gleichung (7) auf der Basis dieses ρ_{tt} berechnet wird, um das SNR_t zu ermitteln. Der Korrelationskoeffizient ρ_{tt} und/oder der Rauschabstand SNR_t werden aus einem Ausgangsanschluß 42 und/oder einem Ausgangsanschluß 43 als jeweiliges Qualitätsmaß ausgegeben.

[0056] Fig. 5 zeigt eine andere Ausführungsform der vorliegenden Erfindung. Diejenigen Teile in Fig. 5, welche jenen in Fig. 3 entsprechen, sind mit den gleichen Bezugszahlen bezeichnet wie jene in Fig. 3. Bei dieser Ausführungsform wird die Gleichung (3), bei der $\Delta\phi$ weggelassen ist, durch den Korrelationskoeffizienten (ρ_{tt})-Berechner 39 bezüglich der erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform aus dem Nulldurchgangsabtaster 33 berechnet. D. h., zwei Serien erneut abgetasteter Phasenrausch-Wellenformen mit einem Zeitunterschied der Periode T zwischen sich werden in einen Produktsummenberechner 45 eingegeben, von dem die Produktsumme aus $\Delta\phi(iT)$ und $\Delta\phi((i+1)T)$ berechnet wird. Außerdem wird eine Serie erneut abgetasteter Phasenrausch-Wellenformen aus dem Nulldurchgangsabtaster 33 in einen Quadratsummenberechner 46 eingegeben, von dem die Summe der $\Delta\phi(iT)^2$ berechnet wird. Die von dem Produktsummenberechner 45 berechnete Produktsumme $\Sigma\Delta\phi(iT)\Delta\phi((i+1)T)$ wird in einem Dividierer 47 durch die berechnete Quadratsumme $\Sigma\Delta\phi(iT)^2$ dividiert, um einen Korrelationskoeffizienten ρ_{tt} zu ermitteln. Dieser Korrelationskoeffizient ρ_{tt} wird erforderlichenfalls aus dem Ausgangsanschluß 42 ausgegeben. Zusätzlich wird dieser Korrelationskoeffizient ρ_{tt} in den Rauschabstand-Berechner 41 eingegeben, von dem eine Berechnung der Gleichung (7) ausgeführt wird, und das Rechenergebnis SNR_t wird an einem Ausgangsanschluß 43 ausgegeben.

[0057] Bei der in Fig. 3 gezeigten Ausführungsform wird die Phasenrausch-Wellenform von dem Nulldurchgangsabtaster 43 zu einem Zeitpunkt nahe bei einem Nulldurchgangspunkt einer Anstiegsflanke abgetastet. Die Phasenrausch-Wellenform kann jedoch im allgemeinen von dem Nulldurchgangsabtaster 33 in einem Intervall eines ganzzahligen Vielfachen einer Zeitspanne zwischen einem Nulldurchgangspunkt einer Anstiegsflanke und einem Nulldurchgangspunkt einer Abfallflanke sowie mit einer Zeitlage nahe einem Nulldurchgangspunkt abgetastet werden. Außerdem kann die an den $\Delta\phi_{RMS}$ -Detektor 35 zu liefernde erneut abgetastete Phasenrausch-Wellenform ein Ausgangssignal des Nulldurchgangsabtasters 33 sein, oder ein Abtaster 51 kann gesondert vorgesehen sein, wie durch eine gestrichelte Linie angegeben, und die Phasenrausch-Wellenform kann von dem Abtaster 51 mit der Zeitlage der gleichen Periode wie die Periode $nT/2$ (n ist eine ganze Zahl) der an die Differenzbildungsschaltung 36 zu liefernden erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform abgetastet werden, um die abgetastete Phasenrausch-Wellenform an den $\Delta\phi_{RMS}$ -Detektor 35 zu liefern. Was die Abtastzeitlage in diesem Fall angeht, kann, da die Periode T des Eingangssignals bekannt ist, die Phasenrausch-Wellenform mit einem Intervall eines ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode t des A/D-Umsetzers 12 und mit einer $nT/2$ nächstliegenden Zeitlage abgetastet werden.

[0058] Des weiteren können, da σ_p^2 und σ_t^2 bei der Berechnung der Gleichung (2) involviert sind, die Rechenergebnisse vor dem Ziehen der Quadratwurzel in dem $\Delta\phi_{RMS}$ Detektor 35 bzw. dem J_{RMS} -Detektor 37 an einen Korrelationskoeffizientenberechner 39 geliefert werden.

[0059] Auch bei der Ausführungsform von Fig. 5 kann die Abtastzeitlage des Nulldurchgangsabtasters 33 nahe bei $nT/2$ sein. Außerdem kann, wie durch eine gestrichelte Linie angegeben, ein Abtaster 52 anstatt des Nulldurchgangsabtasters 33 vorgesehen sein, um eine Abtastperiode T' einzustellen, und die Phasenrausch-Wellenform kann mit einer Zeitlage nahe jeder beliebigen Periode T' abgetastet werden. Alternativ kann ohne Vorsehen der Abtaster 33 oder 52 die Phasenrausch-Wellenform $\Delta\phi(t)$ aus der Phasenrausch-Wellenfassungsanordnung 25 direkt an den Korrelationskoeffizientenberechner 39 geliefert werden. Bei der Berechnung in dem Korrelationskoeffizientenberechner 39 kann $\Delta\phi'$, d. h. ein Mittelwert der eingegebenen Phasenrausch-Wellenform, berechnet werden, um die genauen Berechnungen der Gleichungen (3) und (4) auszuführen.

[0060] Wie durch eine gestrichelte Linie in Fig. 3 angegeben, kann ein Taktignal von der im Test befindlichen PLL-Schaltung 11 über einen Begrenzer 53 an den A/D-Umsetzer 12 geliefert werden, so daß die Amplitude des Taktsignals konstant gemacht wird, wodurch die Phasenrausch-Wellenform $\Delta\phi(t)$ nicht von einer Amplitudenmodulationskomponente beeinflußt wird, weshalb ein Jitter korrekt gemessen werden kann. Diese Verarbeitungseinheit zum Konstantmachen der Amplitude eines Eingangssignals kann auch an der Ausgangsseite des A/D-Umsetzers 12 vorgesehen sein.

[0061] In der Anordnung 13 zum Transformieren eines Eingangssignals in ein analytisches Signal $z_c(t)$ gemäß Darstellung in Fig. 6 wird ein eingegebenes digitales Signal von einem FFT-Teil 66 Fouriertransformiert, und negative Frequenzkomponenten werden von einem Bandpaßfilter 67 vom Transformationsausgangssignal abgeschnitten, um nur die Grundwelle des eingegebenen Taktsignals zu entnehmen. Dann wird das Ausgangssignal des Bandpaßfilters 67 von einem Invers-FFT-Teil 68 invers Fouriertransformiert, um ein analytisches Signal $z_c(t)$ zu ermitteln.

[0062] Alternativ wird, wie in Fig. 7 gezeigt, ein eingegebenes Taktignal $x_c(t)$ in Frequenzmixern 71a und 71b mit $\cos(2\pi(f_c+\Delta f)t + \theta)$ bzw. $\sin(2\pi(f_c+\Delta f)t + \theta)$ gemischt. Dann werden aus den Ausgangssignalen der Tiefpaßfilter 72a und 72b Differenzfrequenzkomponenten entnommen, um ein durch die folgende Gleichung ausgedrücktes analytisches Signal $z_c(t)$ zu ermitteln.

$$z_c(t) = (A_c/2)[\cos(2\pi\Delta ft + (\theta - \theta_c) - \Delta\phi(t)) + j \sin(2\pi\Delta ft + (\theta - \theta_c) - \Delta\phi(t))]$$

[0063] Der Realteil und der Imaginärteil der obigen Gleichung werden durch A/D-Umsetzer 73a und 73b jeweils in digitale Signale umgesetzt, und jene digitalen Signale werden an eine Momentanphasenschätzfunktion 16 geliefert.

[0064] Bei der vorgenannten Konfiguration kann ein Komparator anstatt des A/D-Umsetzers verwendet werden. D. h., wie beispielsweise durch eine gestrichelte Linie in Fig. 6 angegeben, ein Komparator 74 kann dazu verwendet werden, das Eingangssignal in ein Signal umzusetzen, das repräsentiert, daß das Eingangssignal größer oder gleich einem Referenzpegel ist oder daß das Eingangssignal kleiner als der Referenzpegel ist, nämlich in ein Ein-Bit-Digitalsignal. Zusätzlich können, wie durch gestrichelte Linien in Fig. 7 angegeben, Komparatoren 74a und 74b anstatt der A/D-Umsetzer 73a bzw. 73b verwendet werden.

[0065] Um ein Taktignal mit seiner verminderten Frequenz an die Analytiksignaltransformationenordnung 13 zu liefern, wie durch gestrichelte Linien in Fig. 6 und 7 angegeben, kann die Taktsignalfrequenz durch einen Frequenzteiler 75 frequenzgeteilt werden, um das frequenzgeteilte Taktignal an die Analytiksignaltransformationenordnung 13 zu liefern. Alternativ kann, obwohl dies nicht dargestellt ist, das Taktignal unter Verwendung eines im wesentlichen jitterfreien Überlagerungssignals von einem Frequenzumsetzer in ein Differenzfrequenzsignal zwischen jenen Signalen umgesetzt werden, um das Differenzfrequenzsignal an die Analytiksignaltransformationenordnung 13 zu liefern. Eine oder mehrere Funktionen jeder funktionellen Konfiguration der in den Fig. 3, 5, 6 und 7 gezeigten Vorrichtungen können auch durch Decodieren und Ausführen von Programmen in einem Computer ausgeführt werden.

[0066] In der vorstehenden Beschreibung wurde als im Test befindliches Signal ein Fall eines Taktsignals eines Mikroprozessors erläutert. Die vorliegende Erfindung kann jedoch auch auf die Schätzung eines Qualitätsmaßes wie beispielsweise eines Korrelationskoeffizienten, eines Rauschabstands oder ähnliches einer Phasenrausch-Wellenform eines Taktsignals oder eines anderen Signals wie beispielsweise eines Sinuswellensignals oder ähnlichem angewendet werden, die in anderen Vorrichtungen verwendet werden.

[0067] Eine Beziehung zwischen einer Periodenjittervarianz σ_p^2 eines Taktsignals und einem SNR_c von { $\Delta\phi(nT)$ } wurde durch ein Experiment verifiziert, in dem Experiment wurde ein Mikroprozessor verwendet. Seine interne PLL-Schaltung kann ein Taktignal mit einer Frequenz von 200 MHz bis 600 MHz erzeugen. Die Taktsignalqualität wurde dadurch geschätzt, daß die PLL-Schaltung in zwei extreme Bedingungen versetzt wurde. Eine dieser extremen Bedingungen ist der sogenannte Leise-Modus bzw. Quiet-Mode, d. h. ein Fall eines nicht-aktiven Zustands des Mikroprozessors. In dem nicht-aktiven Zustand arbeitet, wenn der PC auf einen Benutzerbefehl wartet, nur eine PLL-Schaltung, die ein Taktignal ausgibt, indem an sie eine Phasenbasis auf der Basis eines Referenztaktsignals aus einem Referenztaktsignalgenerator angelegt wird, wodurch der beste Zustand, daß das Taktignal nicht vom Betrieb des PCs beeinflußt wird, erzeugt wird. Die andere Extrembedingung ist der sogenannte Laut-Modus bzw. Noisy-Mode, d. h. ein Fall eines extrem aktiven Zustands des Mikroprozessors. Im Laut-Modus befinden sich ein Level-2-Speicher, ein Kernbus und Zweig-Prädiktor-Einheiten in einem PC in vollem Betrieb, wobei die Hin- und Herschaltvorgänge des Mikroprozessors durch jenen Betrieb und ein Testprogramm maximiert werden. D. h., es wird ein Zustand geschaffen, in dem das Taktignal am stärksten durch den Betrieb des PCs beeinflußt wird.

[0068] Fig. 8 zeigt die Beziehung zwischen einem aus der Gleichung (2) oder (3) ermittelten Korrelationskoeffizienten $|p_{rr}(T)|$ und einem aus der Gleichung (7) ermittelten SNR_c. Die Abszissenachse repräsentiert den SNR_c, und die Ordinatenachse repräsentiert σ_p/T . Die durchgezogene Linie gibt aus der Gleichung (8) ermittelte theoretische Werte an, und das Zeichen O gibt einen experimentellen Wert an. Es ist ersichtlich, daß der experimentelle Wert auf der theoretischen Kurve liegt, und somit fällt der experimentelle Wert mit dem theoretischen Wert zusammen. Fig. 9 zeigt gemessene Werte in diesem Fall.

[0069] In der obigen Beschreibung wird ein Momentanphasenrauschen $\Delta\phi(t)$ an einem Punkt (einem approximierten Nulldurchgangspunkt) abgetastet, der so nahe wie möglich an einem Nulldurchgangspunkt des Realteils eines analyti-

schen Signals liegt, um eine Zeitlagejitterfolge zu ermitteln. Bei der Abtastung an dem approximierten Nulldurchgangspunkt, beispielsweise wie durch gestrichelte Linien in Fig. 10 angegeben, kann der Nulldurchgangsabtaster 33 in Serie zwischen die Momentanphasenschätzfunktion 16 und den Dauerphasenumsetzer 18 geschaltet werden. Alternativ kann der Nulldurchgangsabtaster 33 in Serie zwischen den Dauerphasenumsetzer 18 und die Linearphasenschätzfunktion 19/den Subtrahierer 21 geschaltet werden.

[0070] Wie oben ausgeführt, können erfundungsgemäß ein Korrelationskoeffizient ρ_{tt} und ein Rauschabstand SNR, zwischen Nulldurchgangspunkten eines Eingangssignals ermittelt werden. Beim Design und bei der versuchsweisen Herstellung ergibt $\rho_{tt} \leq 1$ eine obere Grenze des SNR. Daher ist es möglich, durch eine Simulation zum Zeitpunkt des Designs oder durch Messen von ρ_{tt} oder des SNR, eines auf experimenteller Basis hergestellten Gegenstands herauszufinden, um wieviel die Taktignalqualität weiter verbessert werden kann. Wenn ρ_{tt} durch individuelles Betreiben jedes von Kernblöcken, der mit einer PLL-Schaltung zusammengepackt werden soll, gemessen wird, und wenn das Meßergebnis einen kleinen ρ_{tt} -Wert ergibt, kann angenommen werden, daß die PLL-Schaltung einem relativ starken Einfluß von dem durch den Kernblock erzeugten Rauschen oder ähnlichem unterliegt. Daher ist ersichtlich, daß die Notwendigkeit besteht, eine Abschirmung oder ähnliches zwischen dem Kernblock und der PLL-Schaltung vorzusehen, so daß die PLL-Schaltung nicht vom Kernblock beeinflußt wird.

[0071] Des weiteren können, da das $\Delta\phi$ -Verfahren bei der vorliegenden Erfindung verwendet wird, (σ_p , σ_t) und Qualitätsmaße (SNR, ρ_{tt}) gleichzeitig als Testgrößen beim Test eines Mikroprozessors oder ähnlichem gemessen werden.

[0072] Des weiteren reicht es im Fall des Ermittelns von ρ_{tt} aus der Gleichung (3) oder (4) aus, nur einen Zeitlagejitter $\Delta\phi(t)$ zu verwenden. Das Auftreten von Zeitlagejitter basiert auf seiner Wahrscheinlichkeit, und im allgemeinen ist der positivseitige Maximumfluktuationswert $\Delta\phi_{max}^+$ von einer idealen Zeitlage gleich dem negativseitigen Maximumfluktuationswert $\Delta\phi_{max}^-$ von der idealen Zeitlage. Daher erfordert der Fall des Ermittelns eines Korrelationskoeffizienten ρ_{tt} aus der Gleichung (3) oder (4) weniger Zeit als der Fall des Ermittelns eines Korrelationskoeffizienten ρ_{tt} aus der Gleichung (2), die eine Periodenjittervarianz σ_p verwendet. Darüber hinaus ist im Fall des Ermittelns von ρ_{tt} aus einer Computersimulation die Berechnung in der Gleichung (3) einfacher und bequemer als im Fall der Gleichung (2). Außerdem kann die Gleichung (2) ρ_{tt} mit höherer Genauigkeit ermitteln, als es die Gleichung (3) kann.

Patentansprüche

1. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform, umfassend:
 eine Analytiksignaltransformationsanordnung (13) zum Transformieren eines Eingangssignals in ein komplexes analytisches Signal ($z_c(t)$);
 eine Momentanphasenschätzanzordnung (16) zum Ermitteln einer Momentanphase des analytischen Signals;
 eine Linearphasenentfernungsanordnung (17) zum Entfernen einer Linearphase aus der Momentanphase zur Gewinnung einer Phasenrausch-Wellenform ($\Delta\phi(t)$); und
 eine Qualitätsmaßschätzanzordnung (38), in die die Phasenrausch-Wellenform eingegeben wird, für das Ermitteln und Ausgeben eines Qualitätsmaßes der Phasenrausch-Wellenform.
2. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 1, bei der die Qualitätsmaßschätzanzordnung (38) eine Anordnung (39) zum Ermitteln eines Korrelationskoeffizienten (ρ_{tt}) der Phasenrausch-Wellenform als Qualitätsmaß ist.
3. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 2, bei der die Qualitätsmaßschätzanzordnung (38) umfaßt:
 eine Erfassungsanordnung (31) für den quadratischen Mittelwert von Zeitlagejitter, zum Ermitteln eines quadratischen Mittelwerts ($\Delta\phi_{RMS}$) der Phasenrausch-Wellenform;
 eine Erfassungsanordnung (32) für den quadratischen Mittelwert von Periodenjitter, zum Ermitteln eines quadratischen Mittelwerts (J_{RMS}) der Periodenjitter der Phasenrausch-Wellenform; und
 eine Anordnung (39), in die der quadratische Mittelwert der Phasenrausch-Wellenform und der quadratische Mittelwert von Periodenjittern eingegeben wird, für das Ermitteln des Korrelationskoeffizienten (ρ_{tt}).
4. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 3, bei der die Erfassungsanordnung (32) für den quadratischen Mittelwert von Periodenjitter umfaßt:
 eine Nulldurchgangsabtastanordnung (33) zum Abtasten der Phasenrausch-Wellenform nur mit einer Zeitlage nahe der Nulldurchgangszeitlage des Realteils des analytischen Signals für die Ausgabe einer erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform;
5. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 2, bei der die Qualitätsmaßschätzanzordnung (38) umfaßt:
 eine Differenzbildungsanordnung (36), in die die erneut abgetastete Phasenrausch-Wellenform eingegeben wird, zum Berechnen der Differenzwellenform der erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform, für das Ermitteln von Periodenjitter; und
 eine Quadratmittelwertanordnung (37) zum Berechnen des quadratischen Mittelwerts der Periodenjitter, für das Ermitteln des Quadratmittelwertjitters der Periodenjitter.
- 5.. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 2, bei der die Qualitätsmaßschätzanzordnung (38) umfaßt:
 eine Produktsummieranordnung (45) zum Aufsummieren der Reihe nach, in Intervallen eines ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode der Phasenrausch-Wellenform, des Produkts von zwei Abtastwerten der Phasenrausch-Wellenform, die einen Abstand von einem ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode voneinander aufweisen;
6. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 5, bei der die Qualitätsmaßschätzanzordnung (38) umfaßt:
 eine Quadratsummieranordnung (46) zum Aufsummieren, zu jedem Zeitpunkt eines ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode, des Quadratwerts der Phasenrausch-Wellenform; und
 eine Anordnung (47) zum Dividieren des Ergebnisses der Produktsummierung durch das Ergebnis der Quadratsummierung, für das Ermitteln des Korrelationskoeffizienten (ρ_{tt}).
6. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 5, bei der die Qualitätsmaßschätzanzordnung (38) enthält:

DE 101 14 410 A 1

eine Nulldurchgangsabtastanordnung (33) zum Abtasten der Phasenrausch-Wellenform nur mit einer Zeitlage nahe einer Nulldurchgangszeitlage des Realteils des analytischen Signals, für die Ausgabe einer erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform;

wobei die erneut abgetastete Phasenrausch-Wellenform bei den Berechnungen der Produktsummieranordnung (45) und der Quadratsummieranordnung (46) verwendet wird.

7. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 5, bei der ein ganzzahliges Vielfaches der Abtastperiode gleich einem ganzzahligen Vielfachen der Hälfte der Periode des Eingangssignals ist.

8. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 1, bei der die Qualitätsmaßschätzanordnung (38) eine Anordnung (41) zum Ermitteln eines Rauschabstands (SNR_r) der Phasenrausch-Wellenform für die Ausgabe des Rauschabstands als Qualitätsmaß ist.

9. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 8, bei der die Qualitätsmaßschätzanordnung (38) enthält:

eine Korrelationskoeffizientenberechnungsanordnung (39) zum Ermitteln eines Korrelationskoeffizienten (P_{tt}) der Phasenrausch-Wellenform; und

eine Rauschabstandsberechnungsanordnung (41) zum Ermitteln des Rauschabstands unter Verwendung des Korrelationskoeffizienten.

10. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 9, bei der die Korrelationskoeffizientenberechnungsanordnung (39) enthält:

eine Erfassungsanordnung (31) für den quadratischen Mittelwert von Zeitlagejitter, zum Ermitteln eines quadratischen Mittelwerts ($\Delta\phi_{RMS}$) der Phasenrausch-Wellenform;

eine Erfassungsanordnung (32) für den quadratischen Mittelwert von Periodenjitter, zum Ermitteln eines quadratischen Mittelwerts (J_{RMS}) der Periodenjitter der Phasenrausch-Wellenform; und

eine Anordnung (39), in die der quadratische Mittelwert der Phasenrausch-Wellenform und der quadratische Mittelwert von Periodenjittern eingegeben wird, für das Ermitteln des Korrelationskoeffizienten (P_{tt}).

11. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 10, bei der die Erfassungsanordnung (32) für den quadratischen Mittelwert von Periodenjitter enthält:

eine Nulldurchgangsabtastanordnung (33) zum Abtasten der Phasenrausch-Wellenform nur mit einer Zeitlage nahe der Nulldurchgangszeitlage des Realteils des analytischen Signals für die Ausgabe einer erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform;

eine Differenzbildungsanordnung (36), in die die erneut abgetastete Phasenrausch Wellenform eingegeben wird, zum Berechnen der Differenzwellenform der erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform, für das Ermitteln von Periodenjitter; und

eine Quadratmittelwertanordnung (37) zum Berechnen des quadratischen Mittelwerts der Periodenjitter, für das Ermitteln des Quadratmittelwertjitters der Periodenjitter.

12. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 4 oder 10, bei der die Erfassungsanordnung (31) für den quadratischen Mittelwert von Zeitlagejitter eine Anordnung ist, in die die erneut abgetastete Phasenrausch-Wellenform eingegeben wird, zum Berechnen des quadratischen Mittelwerts der erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform, für das Ermitteln eines Quadratmittelwertjitters der Zeitlagejitter.

13. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 4 oder 10, bei der die Erfassungsanordnung (31) für den quadratischen Mittelwert von Zeitlagejitter enthält:

eine zweite Abtastanordnung (51; 52) zum Abtasten der Phasenrausch-Wellenform nur mit einer Zeitlage nahe einer Zeitlage der einzelnen Perioden, die gleich wie die Abtastperiode der Nulldurchgangsabtastanordnung (33) sind, für die Ausgabe einer zweiten erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform; und

eine Anordnung (35) zum Berechnen des quadratischen Mittelwerts der erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform, für das Ermitteln des Quadratmittelwertjitters der Zeitlagejitter.

14. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 9, bei der die Korrelationskoeffizientenberechnungsanordnung (39) enthält:

eine Produktsummieranordnung (45) zum Aufsummieren der Reihe nach, in Intervallen einer Periode T, der Produkte zweier Abtastwerte der Phasenrausch-Wellenform, die einen Abstand von einem ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode der Phasenrausch-Wellenform voneinander aufweisen;

eine Quadratsummieranordnung (46) zum Aufsummieren, zu jedem Zeitpunkt eines ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode, des Quadratwerts der Phasenrausch-Wellenform; und eine Anordnung (47) zum Dividieren des Ergebnisses der Produktsummierung durch das Ergebnis der Quadratsummierung, für das Ermitteln des Korrelationskoeffizienten.

15. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 14, bei der die Korrelationskoeffizientenberechnungsanordnung (39) enthält:

eine Nulldurchgangsabtastanordnung (33) zum Abtasten der Phasenrausch-Wellenform nur mit einer Zeitlage nahe einer Nulldurchgangszeitlage des Realteils des analytischen Signals, für die Ausgabe einer erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform;

wobei die erneut abgetastete Phasenrausch-Wellenform bei den Berechnungen der Produktsummieranordnung (45) und der Quadratsummieranordnung (46) verwendet wird.

16. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 1, bei der die Qualitätsmaßschätzanordnung (38) eine Anordnung zur Ermittlung eines Korrelationskoeffizienten (P_{tt}) der Phasenrausch-Wellenform und eines Rauschabstands (SNR_r) der Phasenrausch-Wellenform für die Ausgabe des Korrelationskoeffizienten und des Rauschabstands als Qualitätsmaße ist.

17. Vorrichtung zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach einem der Ansprüche 1, 3, 5 und 8, ferner umfassend eine Begrenzungsanordnung (53) zum Liefern des Eingangssignals, nachdem aus je-

DE 101 14 410 A 1

nem eine Amplitudenmodulationskomponente entfernt wurde, an die Analytiksignaltransformationsanordnung (13).

18. Verfahren zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform, umfassend folgende Schritte:
Transformieren eines Eingangssignals in ein komplexes analytisches Signal;
Ermitteln einer Momentanphase des analytischen Signals;
Entfernen einer Linearphase aus der Momentanphase, um eine Phasenrausch-Wellenform zu ermitteln; und
Ermitteln eines Korrelationskoeffizienten der Phasenrausch-Wellenform.

19. Verfahren zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 18, bei dem der Schritt zum Ermitteln des Korrelationskoeffizienten folgende Schritte umfaßt:
einen Produktsummierschritt zum Aufsummieren der Reihe nach, in Intervallen eines ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode der Phasenrausch-Wellenform, des Produkts zweier Abtastwerte der Phasenrausch-Wellenform, die einen Abstand von einem ganzzahligen Vielfachen der Abtastperiode der Phasenrausch-Wellenform voneinander aufweisen;
einen Quadratsummierschritt zum Aufsummieren, zu jedem Zeitpunkt der Periode T, des Quadratwerts der Phasenrausch-Wellenform; und
einen Schritt zum Dividieren des Ergebnisses der Produktsummierung durch das Ergebnis des Quadratsummierung, für die Ermittlung des Korrelationskoeffizienten.

20. Verfahren zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 19, bei dem der Schritt zur Ermittlung des Korrelationskoeffizienten folgende Schritte umfaßt:
Abtasten der Phasenrausch-Wellenform nur mit einer Zeitlage nahe einer Nulldurchgangszeitlage des Realteils des analytischen Signals, für die Ausgabe einer erneut abgetasteten Phasenrausch-Wellenform;
wobei die erneut abgetastete Phasenrausch-Wellenform bei den Berechnungen des Produktsummierschritts und des Quadratsummierschritts verwendet wird.

21. Verfahren zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 18 oder 19, ferner umfassend den Schritt des Ermittelns eines Rauschabstands der Phasenrausch-Wellenform unter Verwendung des Korrelationskoeffizienten.

22. Verfahren zum Messen eines Qualitätsmaßes einer Phasenrausch-Wellenform nach Anspruch 18, bei dem der Schritt zur Ermittlung des Korrelationskoeffizienten folgende Schritte umfaßt:
Ermitteln des quadratischen Mittelwerts der Phasenrausch-Wellenform;
Ermitteln des quadratischen Mittelwerts von Periodenjittern der Phasenrausch-Wellenform; und
Berechnen des Korrelationskoeffizienten aus dem quadratischen Mittelwert der Phasenrausch-Wellenform und dem quadratischen Mittelwert der Periodenjitter.

Hierzu 9 Seite(n) Zeichnungen

35

40

45

50

55

60

65

- Leerseite -

FIG.1A

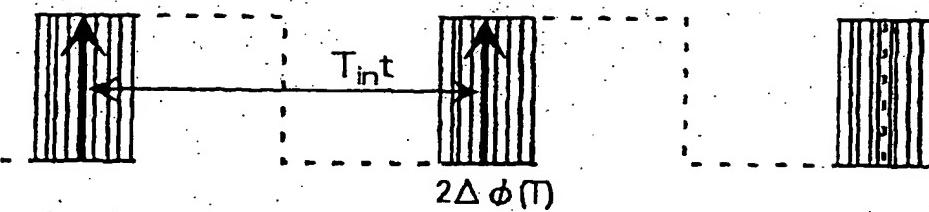
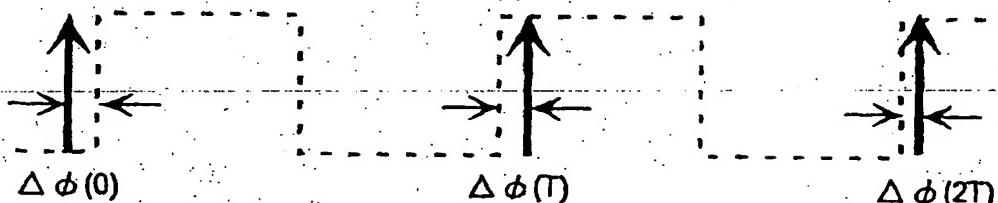


FIG.1B



Phasenauswahl-Erfassungsanordnung

25

(Hilbert-Paar-Generator 14)
Analytiksignaltransformation-
anordnung

13

16

Linearphasenentferner

17

18

19

20

22

23

24

25

26

27

28

29

30

31

32

33

34

35

36

37

38

39

40

41

42

43

44

45

46

47

48

49

50

51

52

53

54

55

56

57

58

59

60

61

62

63

64

65

66

67

68

69

70

71

72

73

74

75

76

77

78

79

80

81

82

83

84

85

86

87

88

89

90

91

92

93

94

95

96

97

98

99

100

101

102

103

104

105

106

107

108

109

110

111

112

113

114

115

116

117

118

119

120

121

122

123

124

125

126

127

128

129

130

131

132

133

134

135

136

137

138

139

140

141

142

143

144

145

146

147

148

149

150

151

152

153

154

155

156

157

158

159

160

161

162

163

164

165

166

167

168

169

170

171

172

173

174

175

176

177

178

179

180

181

182

183

184

185

186

187

188

189

190

191

192

193

194

195

196

197

198

199

200

201

202

203

204

205

206

207

208

209

210

211

212

213

214

215

216

217

218

219

220

221

222

223

224

225

226

227

228

229

230

231

232

233

234

235

236

237

238

239

240

241

242

243

244

245

246

247

248

249

250

251

252

253

254

255

256

257

258

259

260

261

262

263

264

265

266

267

268

269

270

271

272

273

274

275

276

277

278

279

280

281

282

283

284

285

286

287

288

289

290

291

292

293

294

295

296

297

298

299

300

301

302

303

304

305

306

307

308

309

310

311

312

313

314

315

316

317

318

319

320

321

322

323

324

325

326

327

328

329

330

331

332

333

334

335

336

337

338

339

340

341

342

343

344

345

346

347

348

349

350

351

352

353

354

355

356

357

358

359

360

361

362

363

FIG.3

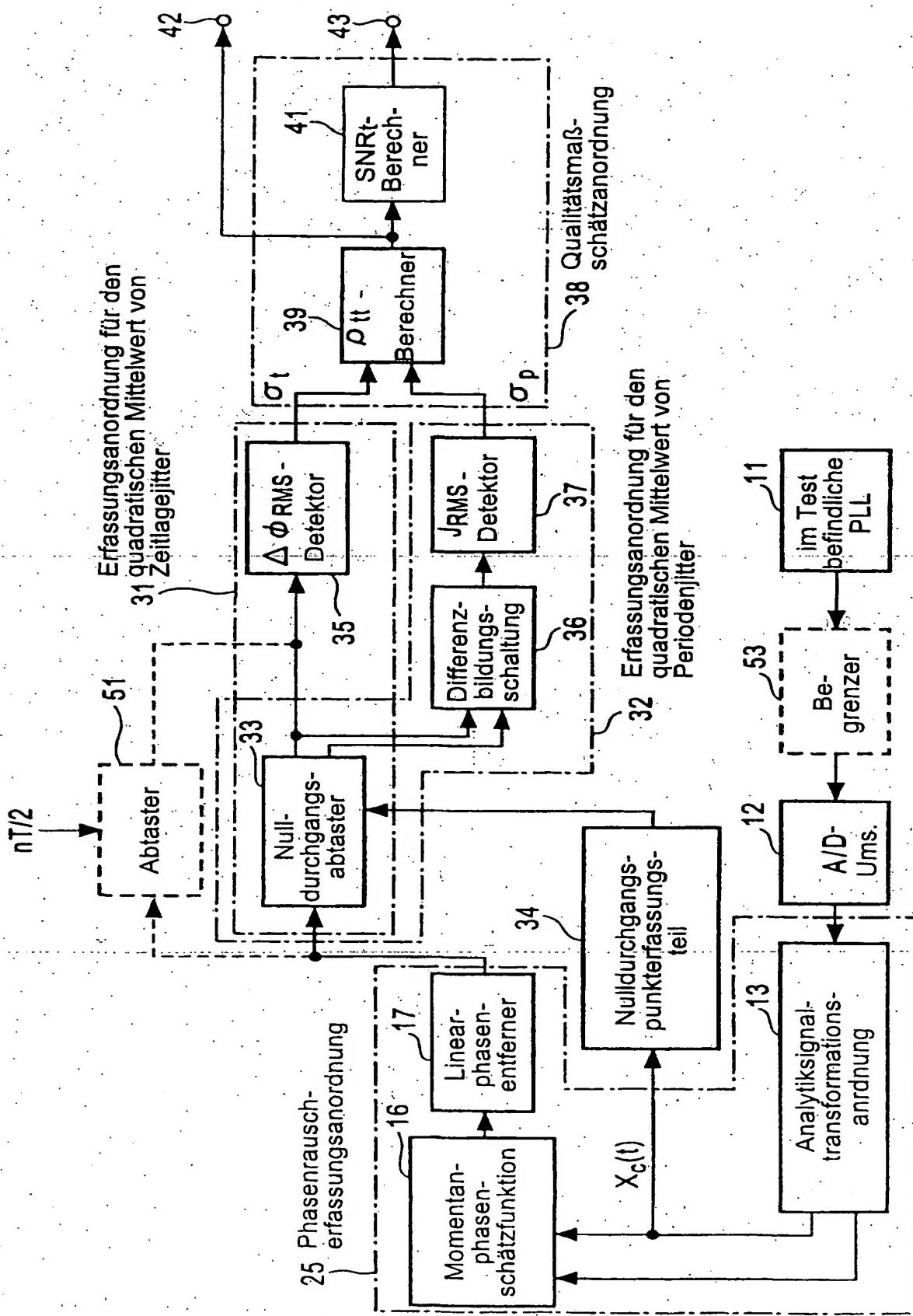


FIG.4A

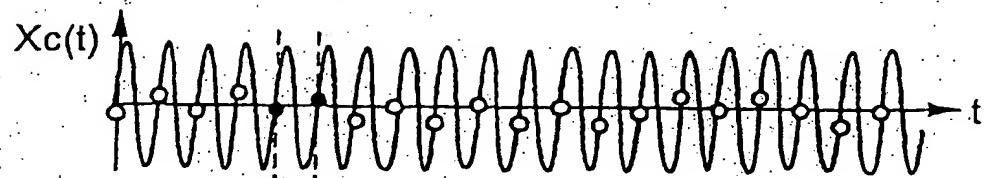


FIG.4B

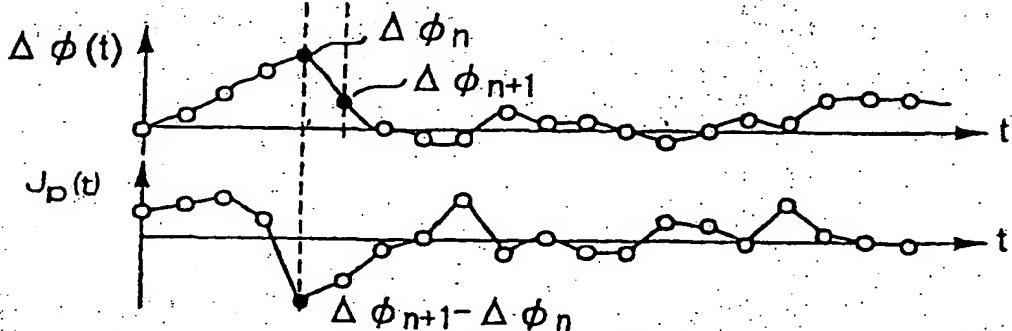


FIG.4C

FIG.5

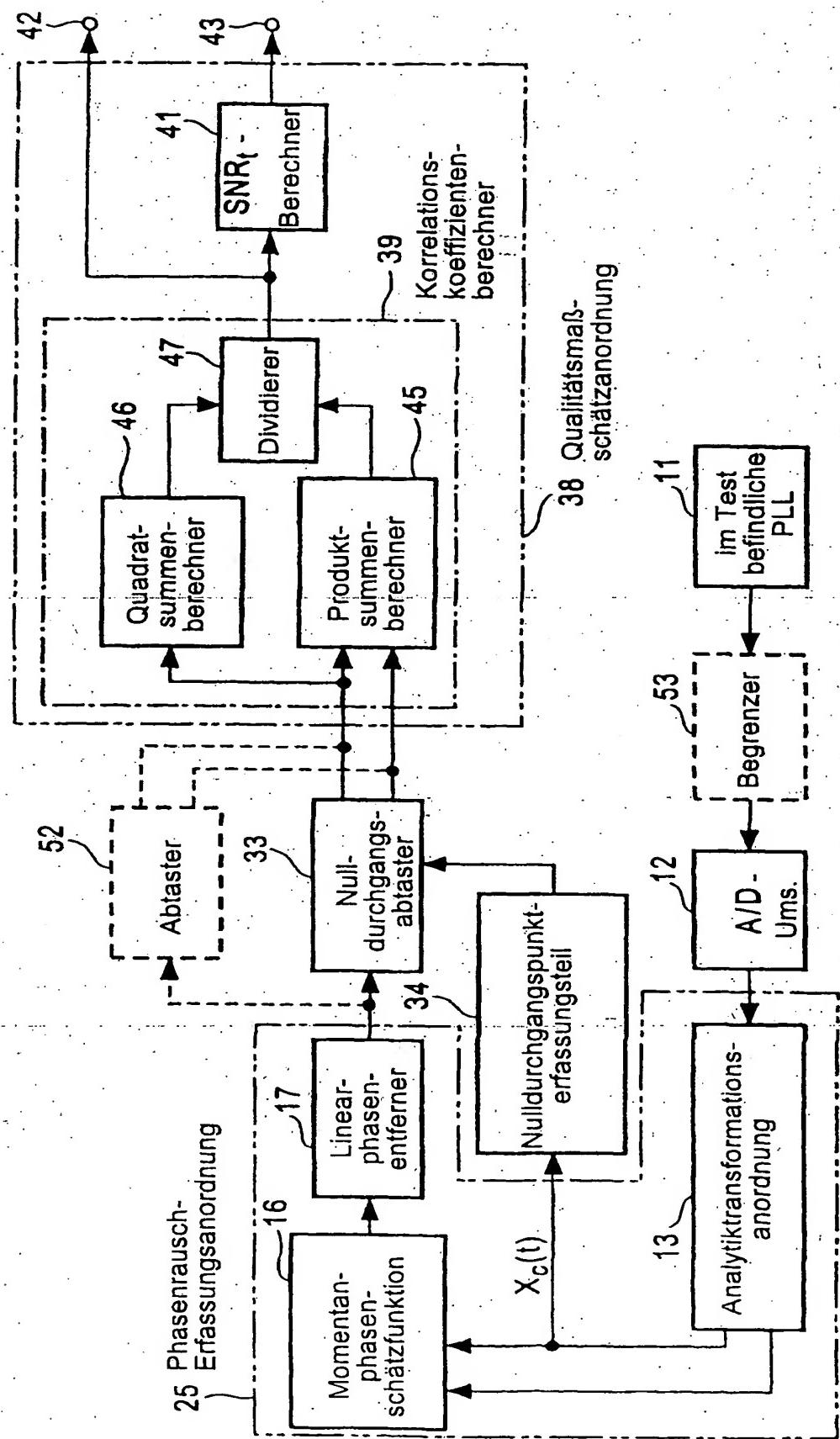
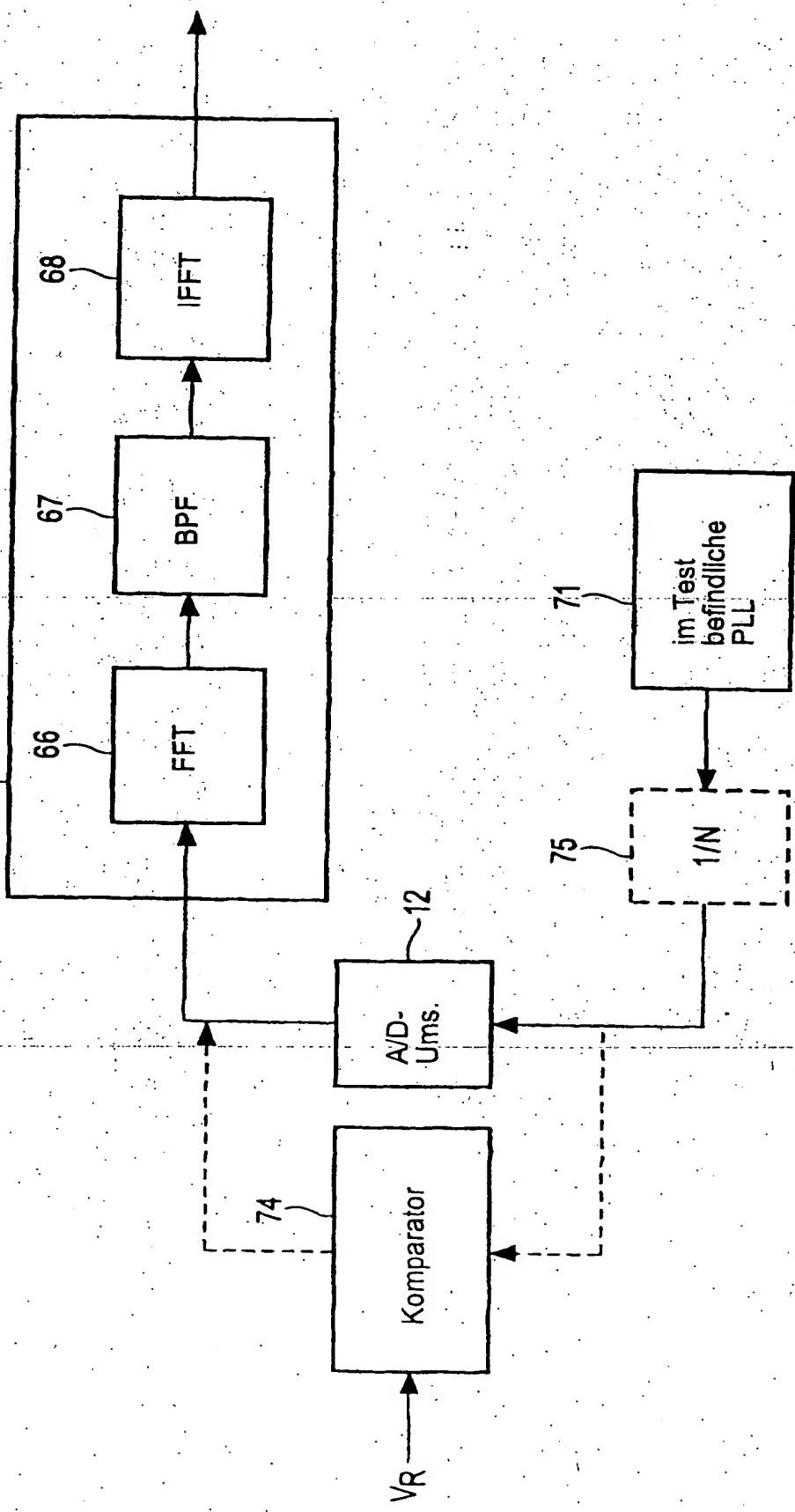


FIG.6

13 Analytiksignal-
transformationsanordnung

13 Analytiksignaltransformationssanordnung

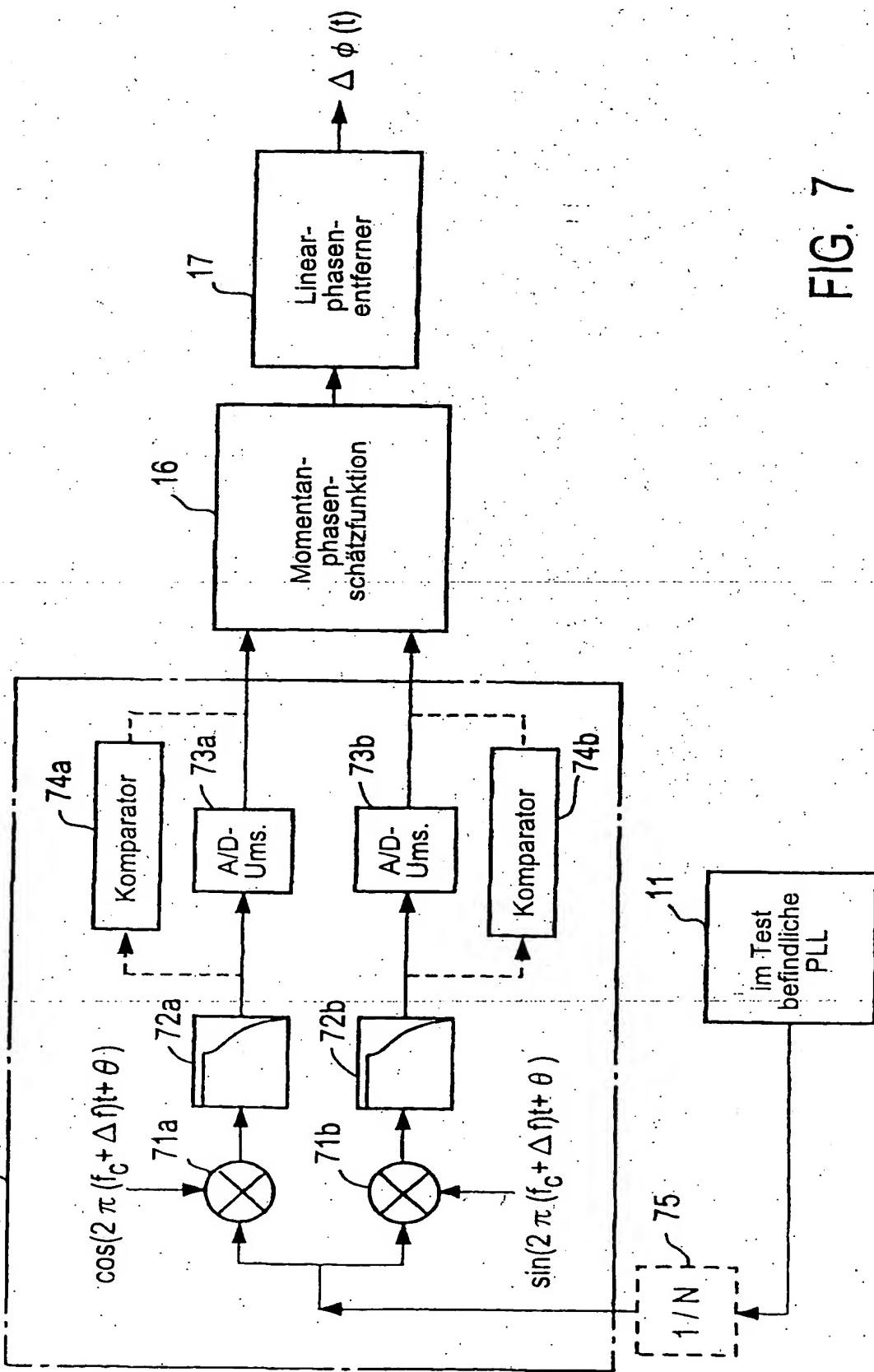


FIG. 7

FIG. 8

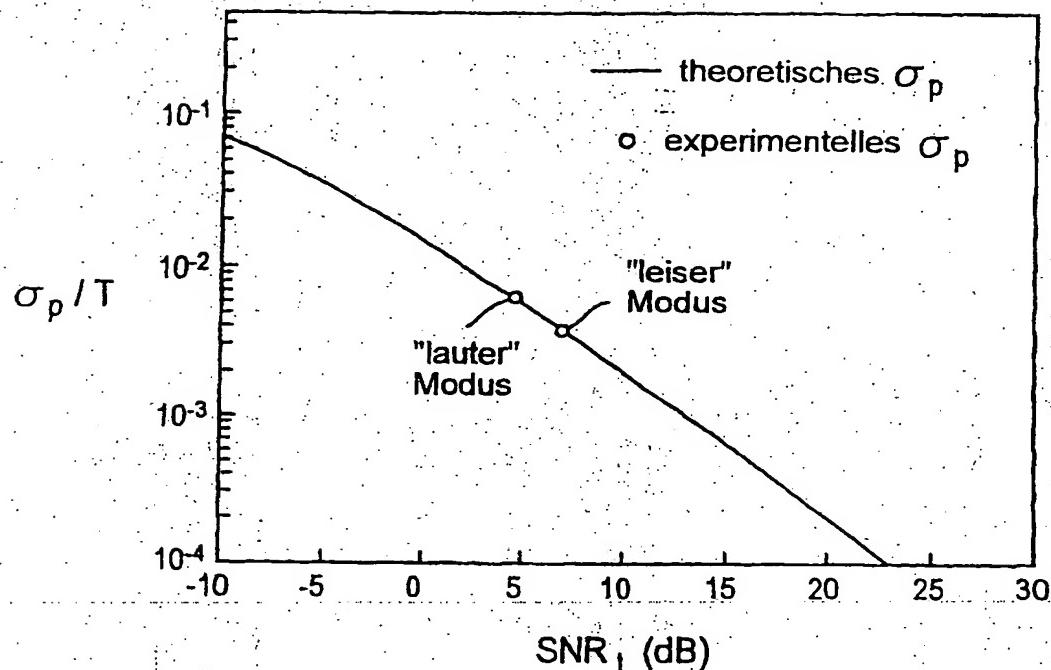
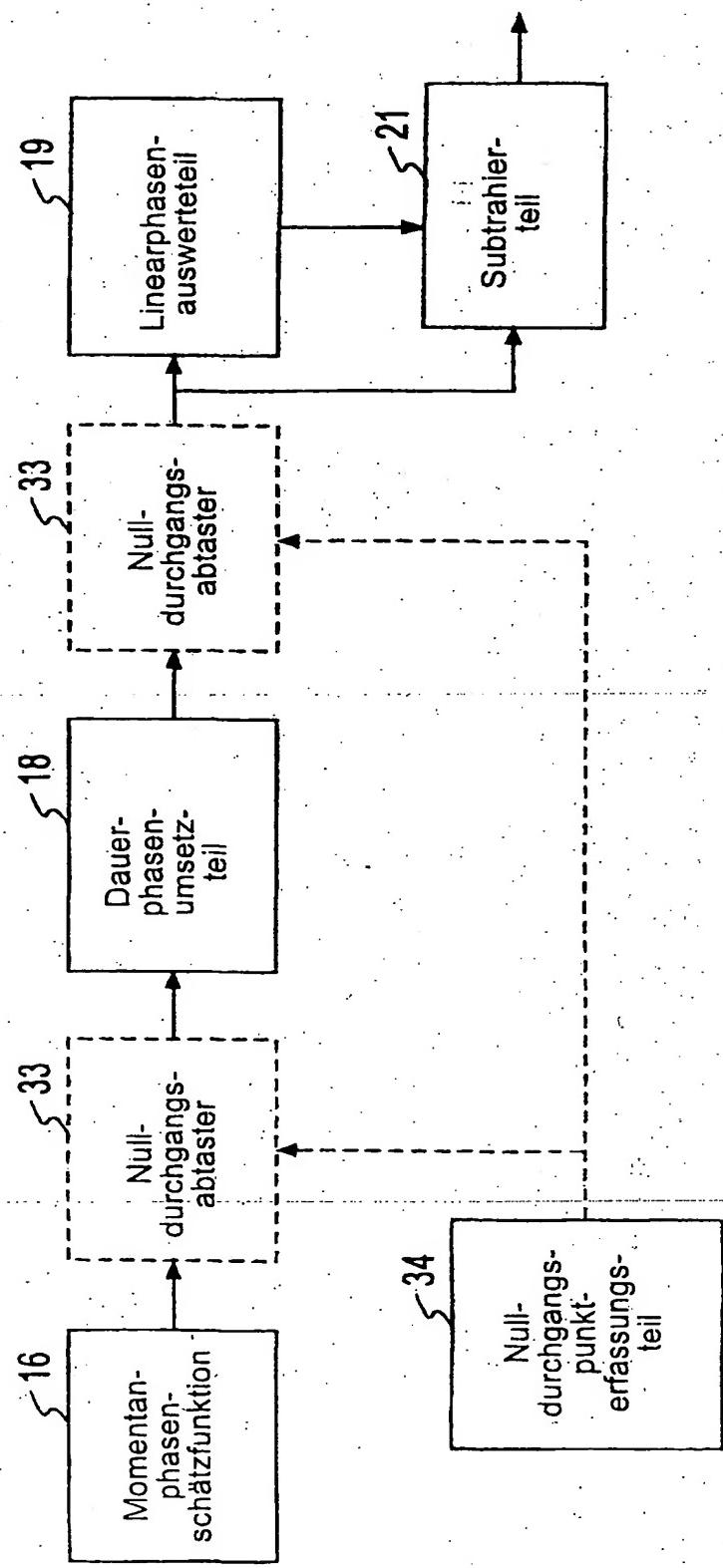


FIG. 9

Betriebsmodus	$\frac{\sigma_p}{T}$	SNR _t	ρ_{tt}
leise	0,003741	6,936 dB	0,9119
laut	0,006274	4,610 dB	0,8619
Differenz	4,49 dBR	2,330dBR	—

FIG. 10



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.